

Diseño y realización de un emisor-receptor FH-MFSK (I)

En este artículo se describen las principales características de un emisor-receptor que utiliza una técnica de saltos de frecuencia a gran velocidad: con SAW dispersivos.

Se introduce un recuperador de sincronismo de salto que utiliza un control automático de probabilidad de falsa alarma para combatir la incertidumbre en el valor de la potencia de las señales interferentes recibidas.

G. Femenías, J. Ribera, J. Torra y R. Agusti

Design and construction of a FH-MFSK transmitter-receiver (part one)

This article describes the main characteristics of a transmitter-receiver using a high speed frequency hopping technique with SAW dispersers, and presents a hops synchronism recovering device based on the automatic control of false alarm probability to compensate the uncertainty in the power value of the interfering signals received.

Introducción

Las técnicas de modulación por espectro ensanchado surgen en el ámbito de las aplicaciones militares como contramedidas a la acción de interferencias provocadas («jamming»). Esta robustez frente a interferencias ha motivado que su uso se haya prácticamente generalizado en todas las modernas radio-comunicaciones militares. Sin embargo hay otras propiedades de dichas técnicas como son su robustez a la acción de desvanecimientos selectivos, típicos en comunicaciones móviles, su capacidad de acceso múltiple y su capacidad de coexistencia con modulaciones clásicas de banda estrecha que las hacen no menos interesantes.

En la actualidad el campo de aplicación de las técnicas de espectro ensanchado rebasa ya el de las aplicaciones militares. Es posiblemente en el ámbito de las comunicaciones móviles donde su presencia va a ser relevante en un futuro próximo. En este sentido, propuestas tendentes a la definición de una segunda

generación de comunicaciones móviles celulares en Europa, ya contemplan en alguna medida tales técnicas. Otras aplicaciones a destacar y actualmente en fase de estudio hacen referencia al acceso múltiple en telecomunicación espacial y a radiocomunicaciones interiores («wireless indoor communications»).

En estos dos artículos presentaremos una realización práctica de un sistema de modulación por espectro ensanchado basado en la técnica de saltos de frecuencia («frequency hopping») y con el énfasis puesto

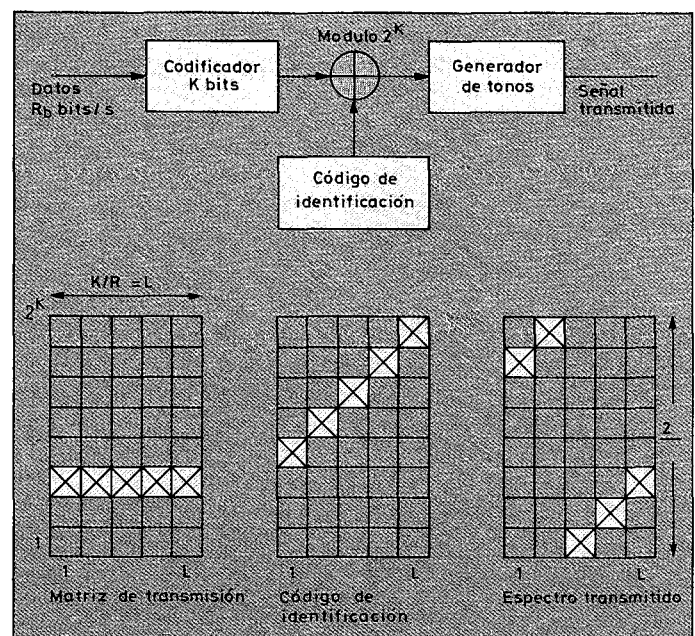


Figura 1. Transmisor FH-MFSK.

tanto en su capacidad de acceso múltiple como en su posible coexistencia con modulaciones de banda estrecha. En particular, la técnica usada ha sido la FH-MFSK («frequency hopping multiple frequency shift keying»). En la primera parte de este trabajo se presentará la realización del emisor FH-32FSK a 32 kb/s, incidiendo especialmente en el sintetizador de frecuencias que debido a la elevada velocidad de salto, 10^5 saltos/segundo, requiere tiempos de conmutación muy pequeños no alcanzables con las técnicas clásicas de sintetizadores indirectos con PLL. En la segunda parte del trabajo se presentará la realización del receptor por lo que respecta a la demodulación de la señal 32FSK inviable con técnicas convencionales y a la estrategia de sincronización del código de salto que se ha adoptado. Tanto el emisor como el receptor han utilizado dispositivos basados en el manejo de ondas acústicas superficiales (SAWD) para la realización de las partes más críticas del sistema.

Sistema FH-MFSK

La figura 1 representa el diagrama de bloques de un emisor FH-MFSK [1]. La señal de entrada se digitaliza mediante una modulación delta adaptativa y entra al sistema en bloques de K bits cada T segundos. A cada uno de los 2^k posibles bloques se le asigna un número X_m ($X_m=0,1,\dots,2^k-1$) en el codificador. El destinatario de la información se identifica con un código de L números y cada $\tau=T/L$ segundos se realiza la suma módulo 2^k entre el número X_m asignado al bloque de K bits y cada uno de los L números del código de identificación, $R_{m,l}$ ($l=1,\dots,L$), obteniéndose:

$$Y_{m,l} = X_m + R_{m,l} \pmod{2^k} \quad (1)$$

Con cada uno de los L números resultantes de dicha suma se selecciona una de las 2^k posibles frecuencias de transmisión. Así pues, por cada bloque

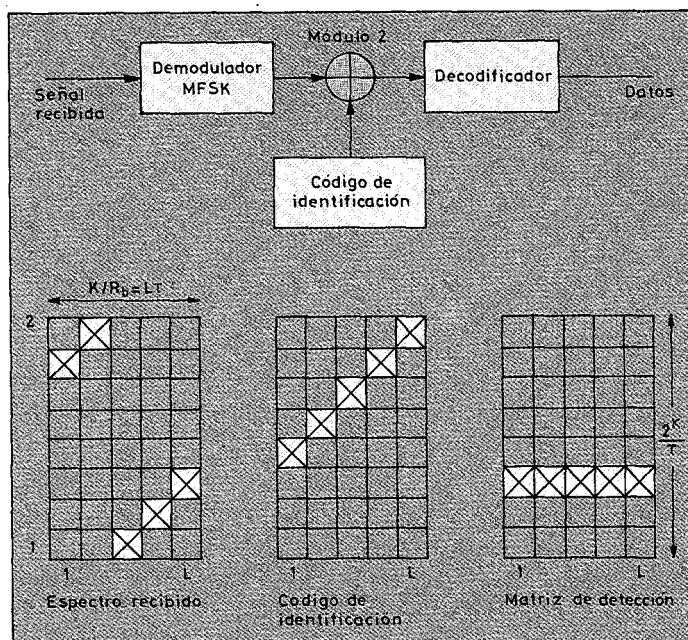


Figura 2. Receptor FH-MFSK.

de K bits de entrada al sistema se obtienen L pulsos de radiofrecuencia de salida.

Suponiendo que el sistema no esté sometido a ningún tipo de interferencia, el espectro recibido coincidirá con el emitido con lo cual a la entrada del receptor (figura 2) se obtendrán, cada T segundos, los L pulsos de radiofrecuencia emitidos. El demodulador MFSK detecta los L tonos, $Y_{m,l}$, y cada $\tau=T/L$ segundos se realiza la resta módulo 2^k de estos números con el código de identificación, que debe ser una réplica exacta y sincronizada del código utilizado en el emisor, obteniéndose:

$$Z_{m,l} = Y_{m,l} - R_{m,l} \pmod{2^k} = X_m \quad (2)$$

Este valor corresponde al número X_m transmitido que podrá ser decodificado en una palabra de K bits cada T segundos.

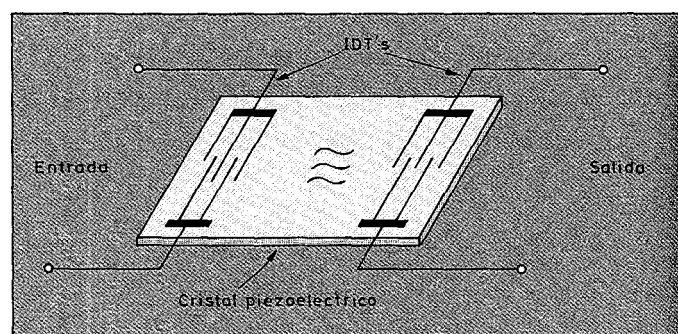


Figura 3. Estructura de un filtro SAW típico.

La actuación del receptor en el caso descrito corresponde a una situación ideal de ausencia de errores en el demodulador MFSK. En realidad hay que contar que no será así debido a la presencia de ruido, interferencias y, en una situación de acceso múltiple, señales procedentes de otros usuarios del sistema. En una situación de este tipo la matriz de decisión estará «contaminada» y, en este caso, podrá recurrirse al uso de una regla de decisión por mayoría según la cual el valor $Z_{m,l}$ final corresponderá al número de la fila matricial más llena.

Los parámetros básicos del sistema FH-MFSK realizado son $K=5$, $\tau=10 \mu s$ y L programable 16 ó 32, con lo cual la velocidad de salto será 10^5 saltos frecuenciales por segundo y la velocidad de transmisión programable a 32 kb/s ó a 16 kb/s.

Dispositivos SAW

Una SAW es una onda acústica superficial, es decir, una onda que viaja a lo largo de la superficie de un sólido y que está confinada a la vecindad de dicha superficie.

El transductor utilizado comúnmente para convertir energía eléctrica en mecánica y viceversa es un material piezoeléctrico que cuando es comprimido o elongado, produce un campo eléctrico en el material. Por otro lado, la aplicación de un campo eléctrico a dicho material produce una vibración mecánica [2].

En la figura 3 se muestra la estructura de un filtro SAW típico. Consta simplemente de un conjunto de tiras metálicas de entrada y salida, situadas en un

substrato piezoeléctrico en el que la SAW será generada. Dichas tiras están conectadas entre sí alternadamente por medio de otras dos tiras que forman la entrada y la salida eléctrica. Cuando una tensión de RF es aplicada a los dos terminales de entrada del transductor, aparece

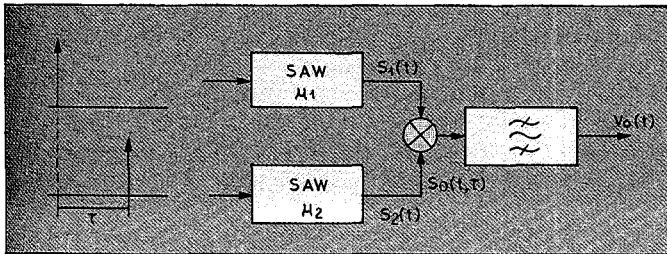


Figura 4. Sintetizador de frecuencias mediante tecnología SAW.

un campo eléctrico entre todas las tiras adyacentes. Entonces el material piezoeléctrico se comprime y se elonga entre las tiras y genera una onda SAW, la cual se desplaza a una velocidad v , llamada velocidad de onda superficial. En el transductor de salida se produce el efecto contrario al de la entrada y se obtiene una señal eléctrica.

Una aplicación inmediata de los filtros SAW está en la confección de líneas de retardo, ello es debido a que la velocidad de la onda SAW es mucho menor que la velocidad de una señal eléctrica por lo que pueden lograrse retardos elevados con dispositivos de tamaño reducido. El retardo se controla escogiendo un determinado material piezoeléctrico y la distancia entre los dos transductores de entrada y salida.

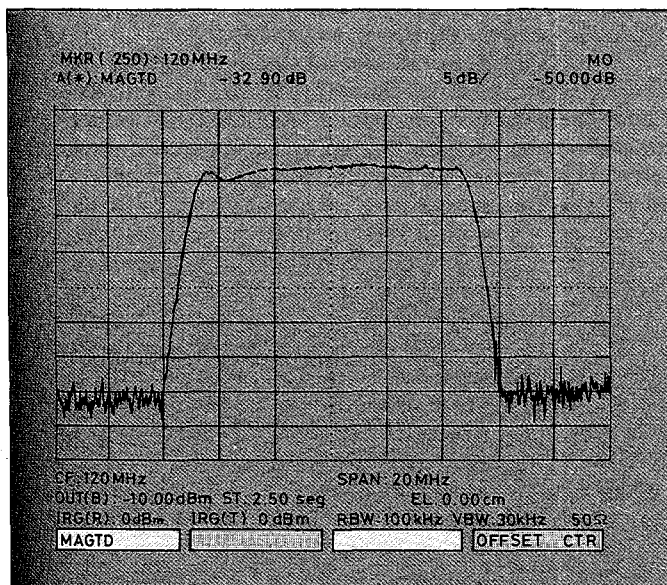


Figura 5. Módulo de la respuesta frecuencial del filtro SAWD utilizado.

La estructura del transductor (disposición de las tiras metálicas) determina la respuesta frecuencial del dispositivo. Los parámetros que determinan dicha respuesta son la distancia entre las tiras metálicas adyacentes, la longitud y la disposición de las mismas. Variando estos parámetros puede obtenerse cualquier respuesta paso banda.

Los filtros SAW presentan unas elevadas pérdidas de inserción (superiores a 20 dB), lo cual constituye un inconveniente que hace necesario amplificar las señales que se obtienen a su salida.

Emisor FH-MFSK

El emisor FH-MFSK se fundamenta en el sistema de la figura 1. El código de identificación utilizado es una secuencia pseudoaleatoria cuya velocidad máxima es de 100 kbits, por lo que la frecuencia

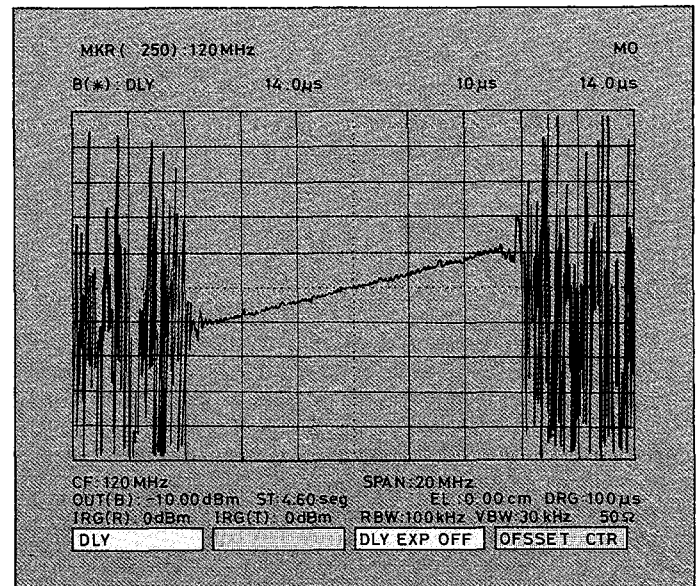


Figura 6. Retardo de grupo del filtro SAWD (up) utilizado.

portadora de salida efectuará 10^5 saltos por segundo. Un sintetizador de frecuencias a esta velocidad no puede realizarse mediante las estructuras convencionales, por ello se ha diseñado a partir de filtros SAWD dispersivos, tal como se detalla posteriormente. Utilizando tecnología SAW es posible implantar sintetizadores de frecuencia con tiempos de conmutación muy pequeños. En el sintetizador realizado el tiempo de conmutación obtenido es irrelevante respecto al valor de $\tau = 10 \mu s$.

Sintetizador de frecuencias mediante tecnología SAW

En la figura 4 se muestra el esquema de un sintetizador de frecuencias que utiliza dos filtros SAWD dispersivos. Un filtro dispersivo tiene una respuesta impulsional igual a una señal FM lineal o «chirp» y se caracteriza por la pendiente de la señal FM, denominada pendiente dispersiva: μ (MHz/s).

Si se excita un filtro SAWD con un impulso, se obtiene a su salida su respuesta impulsional. Excitando los dos filtros SAWD con dos impulsos separados entre sí un tiempo τ , se obtienen a su salida las señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$, respectivamente.

$$S_1(t) = \cos \left[2\pi \left(f_1 t + \frac{1}{2} \mu_1 t^2 \right) \right]$$

para $0 \leq t \leq T$ (3)

$$S_2(t) = \cos \left[2\pi \left(f_2(t-\tau) + \frac{1}{2} \mu_2 (t-\tau)^2 \right) \right]$$

para $\tau \leq t \leq T$ (4)

Donde definimos T como tiempo de dispersión.

Ambas señales se corresponden con dos señales «chirp» de pendientes dispersivas μ_1 y μ_2 , respectivamente, retardadas entre sí un tiempo τ .

Multiplicando $S_1(t)$ por $S_2(t)$ se obtiene la señal

$$S_0(t, \tau) = \frac{1}{2} \cos \left\{ 2\pi \left[(f_1 + f_2 - \mu_2 \tau)t - f_2 \tau + \frac{1}{2} \mu_2 \tau^2 + \frac{1}{2} t^2 (\mu_1 + \mu_2) \right] \right\} + \frac{1}{2} \cos \left\{ 2\pi \left[(f_1 - f_2 + \mu_2 \tau)t + f_2 \tau - \frac{1}{2} \mu_2 \tau^2 + \frac{1}{2} t^2 (\mu_1 - \mu_2) \right] \right\} \quad (5)$$

La señal $S_0(t, \tau)$ consta de dos términos totalmente diferenciados, el término de la frecuencia suma $(f_1 + f_2)$ y el término de la frecuencia diferencia $(f_1 - f_2)$, que pueden ser separados mediante filtrado

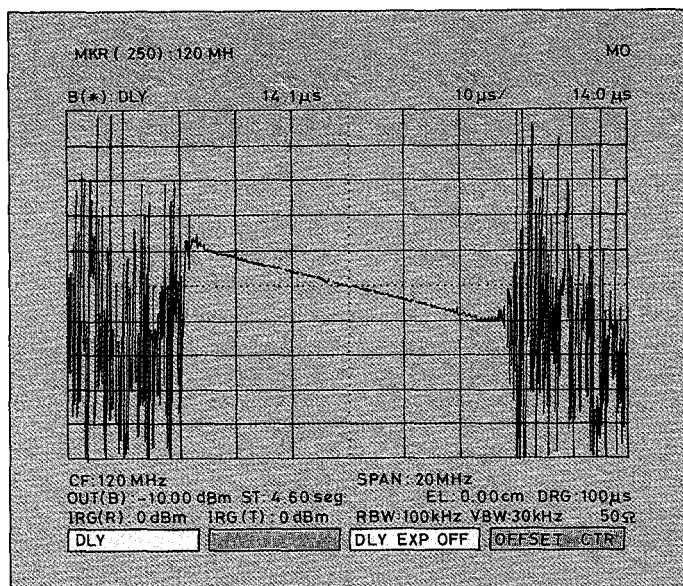


Figura 7. Retardo de grupo del filtro SAWD (down) utilizado.

paso banda. Seleccionando el término de la frecuencia suma, se obtiene a la salida:

$$f_s = (f_1 + f_2) - \mu_2 \tau + (\mu_1 + \mu_2)t \quad (6)$$

Si $\mu = \mu_1 = -\mu_2$ entonces la frecuencia de la señal de salida depende linealmente de τ :

$$f_s = (f_1 + f_2) - \mu \tau \quad (7)$$

Seleccionando el término de la frecuencia diferencia se obtiene:

$$f_d = (f_1 - f_2) + \mu_2 \tau + (\mu_1 - \mu_2)t \quad (8)$$

Si $\mu = \mu_1 = \mu_2$, entonces, la frecuencia de la señal de salida también depende linealmente de τ :

$$f_d = (f_1 - f_2) + \mu \tau \quad (9)$$

En la realización práctica del emisor se ha escogido la configuración suma. La principal ventaja que posee esta configuración es la mayor facilidad de realización del filtro paso banda de la figura 4.

La configuración suma utiliza dos filtros SAWD dispersivos con pendientes dispersivas iguales pero de signo contrario. Los filtros SAWD elegidos presentan las siguientes pendientes dispersivas: $\mu_1 = -\mu_2 = 0,5$ MHz/ μ s. Los módulos de la respuesta frecuencial de ambos filtros, SAWD (up) (pendiente dispersiva positiva= μ_1) y SAWD (down) (pendiente dispersiva negativa= μ_2) son iguales. En la figura 5 se muestra el módulo de la respuesta frecuencial de uno de los filtros SAWD utilizados, medida con el analizador de redes. Tienen una frecuencia central igual a 120 MHz, un ancho de banda a 6 dB de 10 MHz y unas pérdidas de inserción superiores a 30 dB. En las figuras 6 y 7 se muestran los retardos de grupo de un filtro SAWD (up) y SAWD (down) utilizados. El retardo de grupo es igual en ambos casos, pero con las pendientes de signo contrario. La respuesta impulsional de tales filtros es una señal FM cuya frecuencia varía linealmente entre 115 y 125 MHz durante un tiempo de barrido de $T=20$ μ s, en un filtro SAWD (up) y entre 125 y 115 MHz durante el mismo $T=20$ μ s, en un filtro SAWD (down).

Nótese que la señal de salida del sintetizador de frecuencias $S_0(t, \tau)$, es nula para $0 < t < \tau$. Por lo tanto, si se desea tener una señal continua en el tiempo a la salida del sintetizador, deben tenerse dos ramas iguales en paralelo funcionando al 50 %.

En la figura 8 se muestra el diagrama de bloques completo del sintetizador de frecuencias. Consta de dos ramas iguales en paralelo cuyas señales de salida pasan a un sumador después de pasar por un interruptor (conmutador) que controla el paso de la señal de salida de cada una de las ramas hacia la salida del emisor. Cada rama está formada por dos canales iguales salvo en la pendiente del filtro dispersivo SAWD.

Debido a limitaciones tecnológicas, los impulsos que deben excitar al sintetizador de frecuencias no son deltas de Dirac, es decir, tienen una anchura no nula y por tanto un ancho de banda finito. Para obtener la respuesta impulsional del filtro SAWD basta que el impulso de excitación tenga un espectro plano en la banda de paso del mencionado filtro. Centrando el impulso en la banda de paso del filtro SAWD mediante un oscilador de frecuencia ligeramente inferior a 115 MHz y un mezclador, se consigue la respuesta impulsional del filtro a su salida. El mezclador utilizado es un puente de diodos equilibrado que trabaja con una señal de oscilador local de +7 dBm. Para aumentar el aislamiento entre la entrada de oscilador local y la salida, de forma que aparezca un menor nivel de oscilador local a la salida, se han intercambiado las puertas de RF y FI.

El filtro SAWD presenta unas elevadas pérdidas de inserción como puede observarse en la figura 5, superiores a 30 dB, por lo que se coloca un amplificador

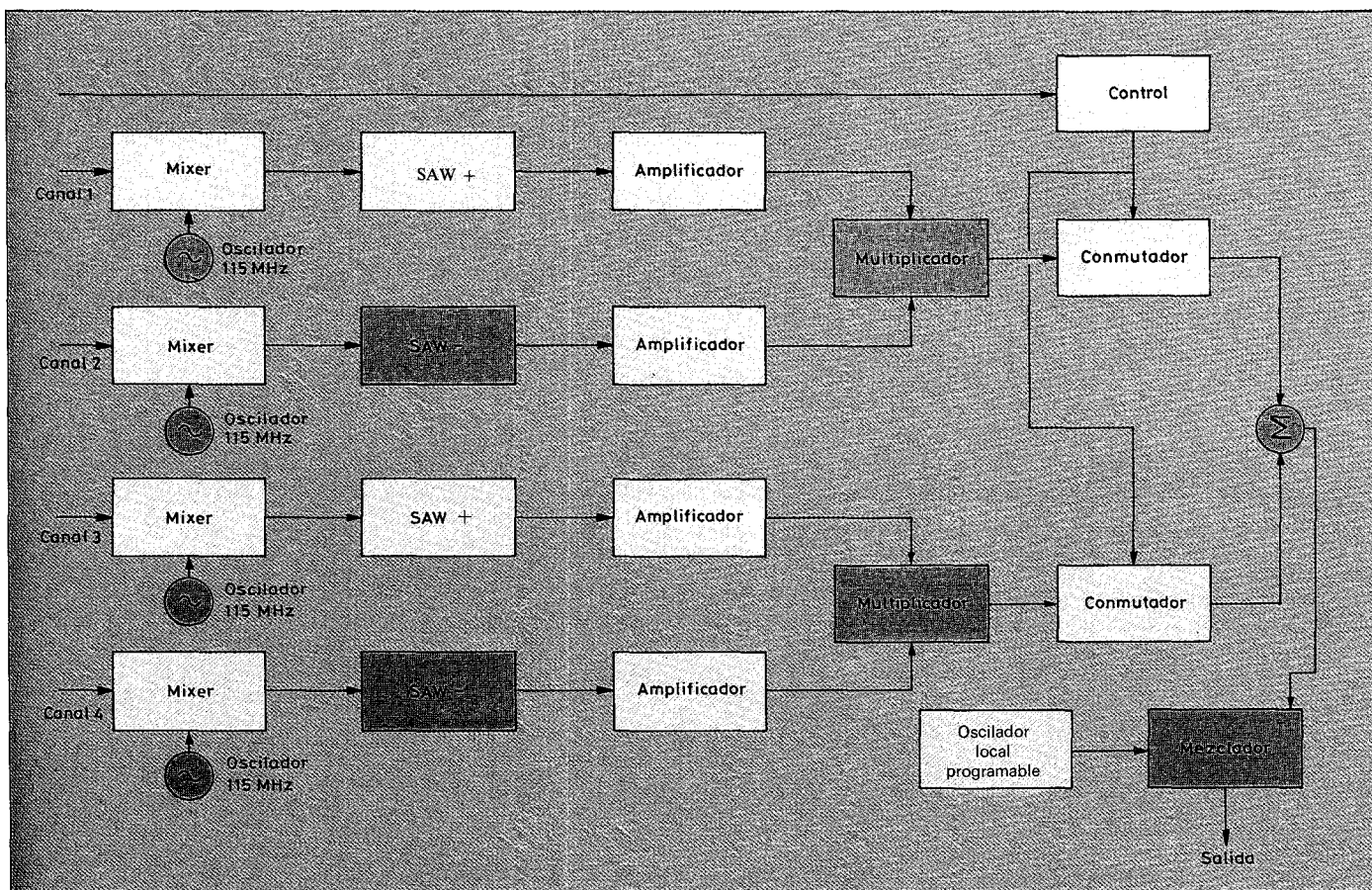


Figura 8. Diagrama de bloques del sintetizador de frecuencias.

sintonizado a 120 MHz a su salida para compensarlas.

En la figura 9 se muestra el espectro de la señal de salida de uno de los filtros SAWD una vez amplificada. En este punto la señal consta de la respuesta frecuencial del filtro SAWD más un armónico correspondiente al oscilador local utilizado para centrar el impulso en la banda de paso del filtro SAWD.

La señal de salida del sintetizador de frecuen-

cias está centrada en 237,5 MHz y tiene un ancho de banda de 5 MHz. Para centrar la señal de salida del emisor en la banda de frecuencias de interés se ha colocado un mezclador a la salida del sintetizador de frecuencias al que le entra además la señal procedente de un oscilador local programable. Con esta estructura se consigue que la banda de frecuencias de salida sea programable en saltos discretos de 5 MHz, dentro de la banda comprendida entre 30 y 85 MHz.

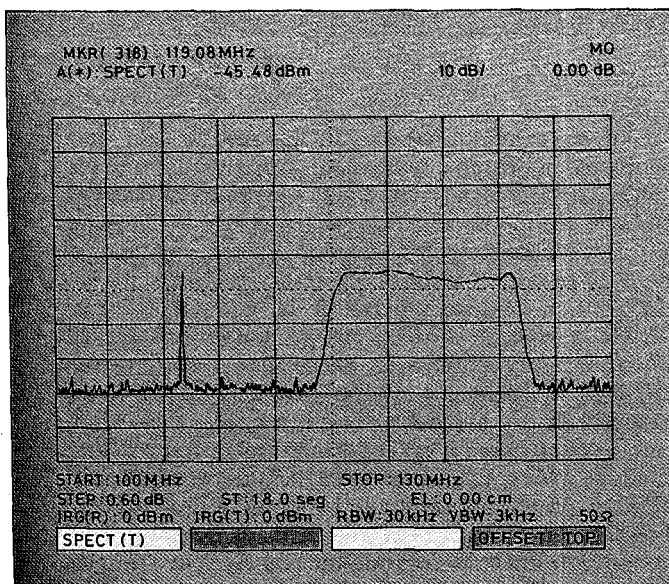


Figura 9. Espectro de la señal de salida de un filtro SAWD.

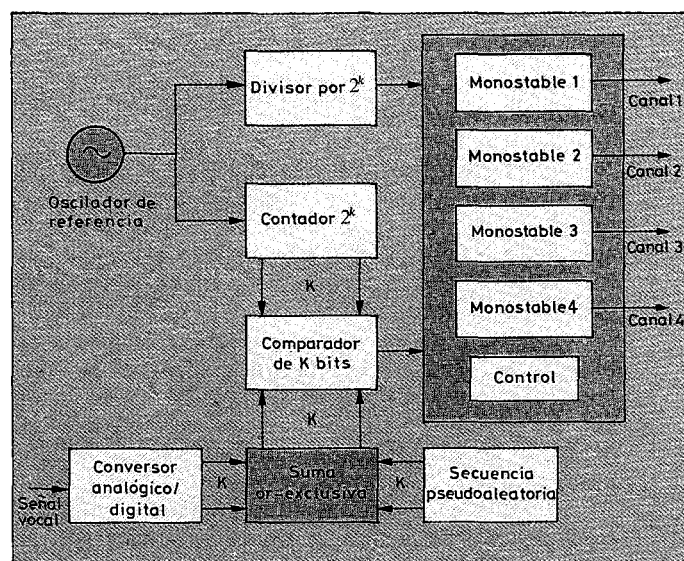


Figura 10. Diagrama de bloques general del generador de impulsos.

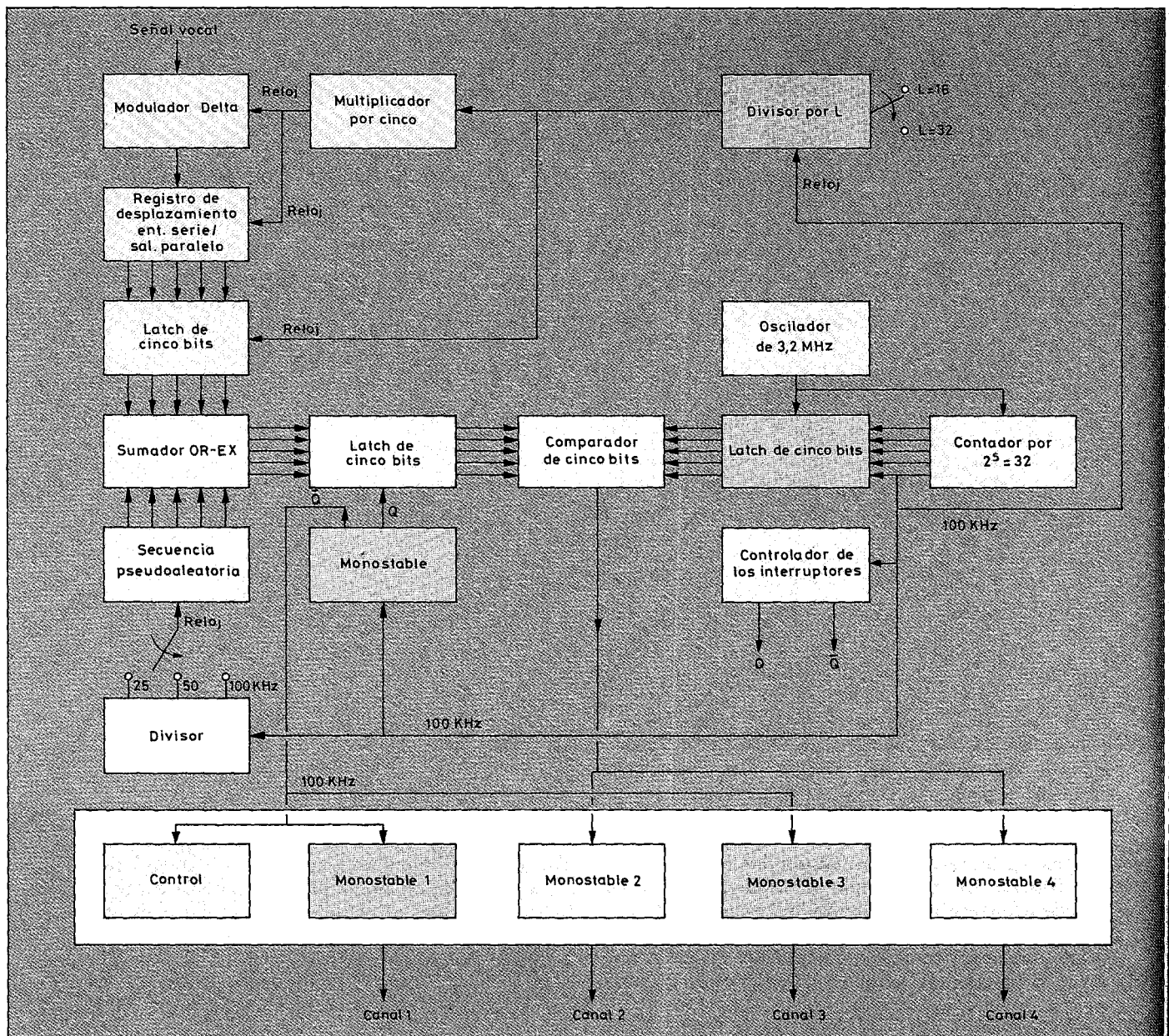


Figura 11. Diagrama de bloques detallado del generador de impulsos.

Generación de pulsos

El sintetizador de frecuencias proporciona una frecuencia a su salida cuyo valor es proporcional al tiempo de retardo τ , entre los dos impulsos que se aplican a la entrada de los filtros SAWD. Dado que hay 32 posibles frecuencias sintetizadas, debe haber los 32 valores de τ correspondientes.

En la figura 10 se muestra el diagrama de bloques del generador de pulsos a partir de la señal vocal. Su principio de funcionamiento es el explicado con anterioridad en la descripción del sistema FH-MFSK. De esta forma cada grupo de K bits de información genera L frecuencias de salida.

Los dos impulsos necesarios para la generación de cada frecuencia se obtienen a partir de un contador 2^k cuya señal de reloj tiene una frecuencia 2^k veces mayor que la de la señal digital de información a la

salida del sumador OR-EX. El bloque de bits que determina el tiempo τ permanece constante durante un período de conteo del contador 2^k . Un primer impulso se obtiene cuando el contador está en el estado 00000, a partir de un divisor por 2^k , como se muestra en la figura 10. Un segundo impulso, separado del primero un tiempo τ , se obtiene a partir de un comparador que detecta la igualdad entre la combinación procedente del contador 2^k y la combinación procedente de la suma OR-EX. Posteriormente, estos dos impulsos pasan a un grupo de cuatro monoestables que reducen su anchura para que los filtros SAWD los interpreten como deltas de Dirac. Una cota máxima de la anchura del impulso se obtiene a partir del ancho de banda del filtro SAWD. Teniendo en cuenta que la transformada de Fourier de un pulso de anchura T es una función sinc cuyo primer cero se encuentra a la frecuencia $f=1/T$ y que en el caso ideal de tener una delta de Dirac $\delta(t)$, cuya anchura es

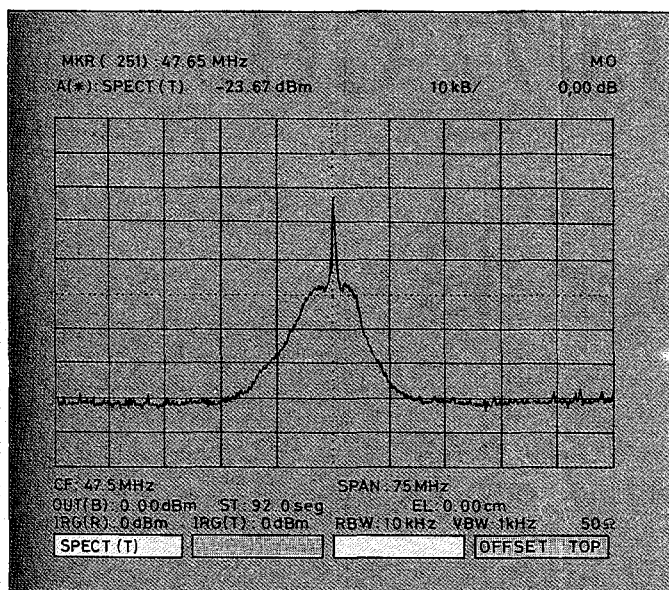


Figura 12. Espectro de la señal de salida del emisor.

nula, su transformada de Fourier es la unidad, se tiene: $1/T \gg$ Ancho de banda del filtro SAWD = 10 MHz. Por lo tanto: $T \ll 100$ ns.

En la figura 11 se muestra un esquema más detallado del circuito generador de pulsos. La señal vocal se digitaliza mediante un modulador delta adaptativo de pendiente variable [3]. La señal digital a la salida del modulador delta es de tipo serie por lo que se utiliza un registro de desplazamiento para agrupar los bits de información en bloques de cinco ($K=5$).

Como oscilador de referencia se ha utilizado un único oscilador a cristal de 3,2 MHz a partir del cual se obtienen todas las demás señales de reloj.

Se tiene la posibilidad de variar el valor de L ,

variando el valor del «Divisor por L »: $L=16$ ó $L=32$. Por otro lado, se tiene también la posibilidad de variar la velocidad de salto de frecuencias variando la señal de reloj de la secuencia pseudoaleatoria.

Este trabajo está totalmente financiado por la CAICYT.

Referencias

- [1] R. Agustí. «Estructuras celulares en comunicaciones móviles» Vol. I y II. Mundo Electrónico n.º 145 y 146. 1984.
- [2] D. Morgan. «Surface Wave Devices for Signal Processing» Elsevier. 1985.
- [3] Motorola Semiconductor Products Inc. «Semiconductor Data Library. Linear Integrated Circuits», pág. 5-134. 5-141. Motorola Inc. 1976.

Guillem Femenías Nadal. Nació en Petra (Mallorca) el 20 de agosto de 1963. Obtuvo el título de Ingeniero de Telecomunicación en la ETSE de Telecomunicació de Barcelona (UPC) en 1987. En la actualidad participa en el desarrollo de proyectos de radiocomunicaciones y realiza estudios de doctorado en la misma.

Xavier Ribera Mora. Nació en Tremp (Lleida) el 4 de abril de 1963. Obtuvo el título de Ingeniero de Telecomunicación en la ETSE de Telecomunicació de Barcelona (UPC) en 1987. En la actualidad participa en el desarrollo de proyectos de radiocomunicaciones y realiza estudios de doctorado en la misma.

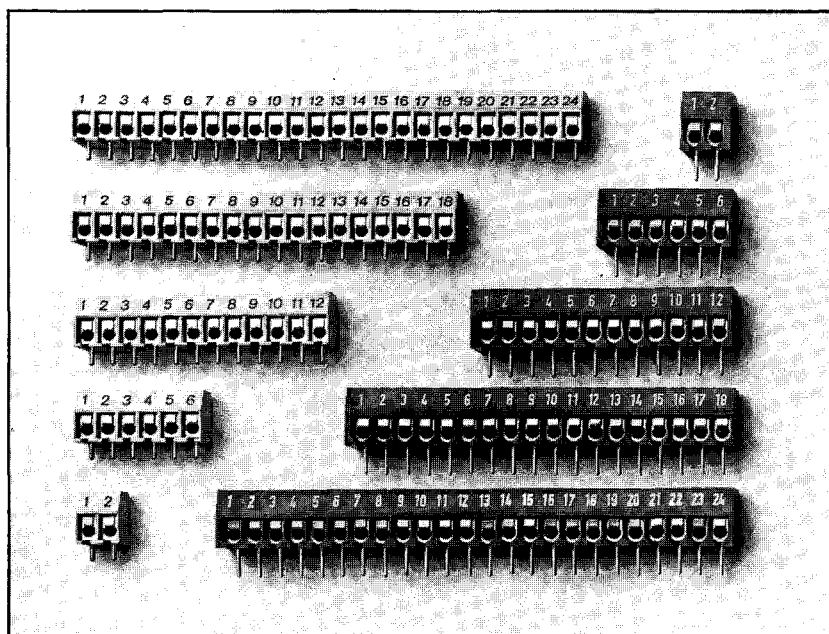
Joan Torra Riera. Nació en La Garriga (Barcelona) el 2 de agosto de 1963. Obtuvo el título de Ingeniero de Telecomunicación en la ETSE de Telecomunicació de Barcelona (UPC) en 1987. En la actualidad participa en el desarrollo de proyectos de radiocomunicaciones en la misma.

Ramón Agustí Comes. Nació en Riba-roja d'Ebre (Tarragona) el 15 de agosto de 1951. Recibió el título de Ingeniero de Telecomunicación en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Madrid en 1973 y el de Doctor Ingeniero de Telecomunicación en la ETSETB (UPC) en 1978, donde actualmente es catedrático del departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Su actividad en desarrollo e investigación se centra en el campo de las radiocomunicaciones.

Regletas de conexión para circuito impreso

Este tipo de regletas de conexión son un elemento de empalme imprescindible en la industria electrónica, especialmente en los circuitos impresos con retícula métrica.

- Paso 5 mm.
 - Ejecuciones de 2 hasta 24 polos
 - Con numeración de los polos
 - Lengüeta de protección del conductor
 - Construcción recta (tornillo-clavija en un mismo eje vertical)
 - Otras construcciones o pasos 7,5 ó 10 mm, sírvase consultar
 - Construidas según Norma DIN VDE 0730 y Publicación 10 CEE
- Soliciten Folleto descriptivo



IBEREX

IBEREX, S.A. - Ctra. N-152, km. 13
08110 Montcada i Reixac (Barcelona)
Tel. (93) 564 31 12* - Télex 93759 TUIN-E